

# INVERSORES DO TIPO FORWARD PARA CONEXÃO DE FONTES RENOVÁVEIS À REDE ELÉTRICA

Gabriel Grunitzki Facchinello, Roberto Francisco Coelho, Telles Brunelli Lazzarin  
Universidade Federal de Santa Catarina - EEL/INEP, Florianópolis – SC, Brasil  
e-mail: gabriel.facchinello@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br, telles@inep.ufsc.br

**Resumo** – Este artigo propõe dois inversores do tipo *Forward*, os quais foram concebidos para a conexão de fontes renováveis à rede elétrica através de um estágio único de conversão. As topologias permitem fazer o controle da corrente injetada na rede e da tensão de entrada e, devido ao ganho do transformador, podem ser aplicados em tensões de entrada menores ou maiores que a tensão da rede. As duas topologias operam no modo de condução contínuo e diferem-se entre si pela técnica de desmagnetização do transformador. Uma emprega enrolamento terciário e foi concebida para potências entre 200~500 W. A outra utiliza a estrutura *Forward* com dois interruptores e, assim, desmagnetiza o transformador pelo enrolamento primário e foi concebida para sistemas de 500~800 W. O artigo aborda princípio de operação, análise estática, função de transferência, dimensionamento dos filtros e projeto do controle das topologias. Elas são validadas experimentalmente em uma aplicação com 85 V de tensão de entrada e 110 V eficazes de tensão de rede. Os resultados mostraram uma corrente injetada à rede elétrica com fator de potência maior que 0,98 e uma distorção harmônica menor que 3,75%, além de um rendimento acima de 84% em potência nominal.

**Palavras-chave** – Conversor *Forward*, Fontes Renováveis de Energia, Inversores, Rede Elétrica.

## FORWARD-TYPE INVERTERS FOR GRID CONNECTED RENEWABLE POWER SOURCES

**Abstract** – This paper proposes two new Forward-type inverters which were designed for single stage grid-connected renewable power sources. The topologies allow to control the current to be injected in the grid, the input voltage and, due to the transformer gain, they can be used for input voltages lower or higher than the grid voltage. The two topologies operate in continuous conduction mode and differ amongst themselves due to the transformer demagnetization technique. One uses tertiary winding and was intended to powers between 200~500 W. The other uses the two-switches Forward structure and, thereby, demagnetizes through the primary winding and was intended to systems with 500~800 W. In this paper the operation principles, the static analysis, the transfer function, the filter and control design are discussed. They

are experimentally validated through an application with 85 V as input voltage and 110 V as grid rms voltage. The results showed a current injected into the grid with a power factor higher than 0.98 and a total harmonic distortion lower than 3.75%, in addition to an efficiency higher than 84% in nominal power.

**Keywords** – Forward Converter, Grid, Inverters, Renewable Energy Sources.

## I. INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência vêm se reconfigurando nos últimos anos com a integração de fontes renováveis conectadas em média e baixa tensão, desenvolvendo assim, o conceito de geração distribuída (GD), cujo intuito principal é a geração em pequena escala e localizada próxima aos centros consumidores [1]. Os sistemas de geração de fontes renováveis são conectados à rede elétrica por intermédio de um estágio inversor, que pode ser de estágio único ou de múltiplos estágios.

Normalmente, sistemas de múltiplos estágios são compostos por dois estágios de conversão, um estágio cc-cc elevador seguido de um estágio cc-ca abaixador. Esta configuração propicia a redução da corrente de entrada do estágio cc-ca e dos capacitores de barramento. Em contrapartida, utiliza um maior número de componentes, resultando em um aumento de custo e volume, quando comparado ao sistema de único estágio. A solução clássica monofásica de dois estágios utiliza um conversor cc-cc do tipo *Boost* e um inversor ponte completa. Outras topologias também são abordadas na literatura [2]–[6], as quais podem ser mais adequadas conforme o tipo de fonte, níveis de tensão e de potência.

Em outra direção, há os inversores de estágio único, os quais mantêm a capacidade de rastrear o ponto de máxima potência (MPP - do inglês *Maximum Power Point*) do sistema gerador (ou seja, regular tensão, corrente ou potência de entrada), de injetar uma corrente com alto fator de potência à rede elétrica e adequar os níveis de tensão (ser abaixador ou elevador conforme a aplicação). Grande parte dos microinversores empregados em baixa potência e integrados com a fonte geradora são soluções de estágio único, que apresentam algumas vantagens como modularidade, aumento de eficiência de rastreamento do MPP, uma vez que podem diminuir os problemas com sombreamento (para geração fotovoltaica) e a redução dos custos de instalação por utilizar menor quantidade de material [4].

Atualmente, há diversas pesquisas na área de inversores de estágio único, especialmente para os microinversores, com

Artigo submetido em 18/10/2017. Primeira revisão em 24/12/2017. Aceito para publicação em 18/02/2018 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

o intuito de encontrar as topologias mais adequadas para as suas diversas aplicações (fotovoltaica, eólica de pequeno porte, célula combustível, etc.). Em [7] são apresentadas e comparadas as topologias em ponte completa, *Flyback*, *Buck-Boost* e *Z-Source* como opções para o inversor de estágio único aplicado em microgeração.

Em aplicações cujas potências são de até poucas centenas de watts (baixas potências), a literatura mostra que a topologia *Flyback* apresenta bom desempenho, principalmente quando opera no modo de condução descontínuo (DCM, do inglês *Discontinuous Conduction Mode*). Ademais, ela possui baixo custo, simplicidade, reduzido número de componentes, transformador que permite o ajuste dos níveis de tensão e, no DCM, não se faz necessário controlar a corrente injetada na rede [8]–[11].

Entretanto, para aplicações que exigem potências acima de algumas centenas de watts, o DCM apresenta como desvantagens as elevadas perdas de comutação devido aos bloqueios dissipativos (em virtude dos elevados valores de pico de corrente), elevadas perdas no cobre/ferro dos magnéticos em razão da elevada excursão de fluxo no indutor acoplado e elevadas perdas de condução nos dispositivos (também graças aos elevados valores eficazes e de pico das correntes) [3].

Segundo [12], essas desvantagens são agravadas para aplicações com baixa tensão de entrada (como em fotovoltaica e em alguns geradores eólicos de pequeno porte), tendo em vista que as correntes de entrada são elevadas. Algumas opções são descritas na literatura para solucionar esse problema, como a utilização de técnicas de comutação suave [10], combinação de modos de condução entre descontínuo e crítico [4], [8], [9], ou, até mesmo, condução contínua [13] o que exigiria componentes extras e aumento na complexidade de projeto.

Complementarmente, a literatura apresenta topologias de inversores que derivam da topologia *Forward*. Em [14] uma estrutura *Forward* de três níveis é apresentada, [15] propõe uma topologia com ligação paralelo-série de dois estágios capaz de reduzir o estresse de tensão dos interruptores de baixa frequência. Em [16] um microinversor de estágio único, no modo de condução crítico, é proposto para aplicações em sistemas de geração fotovoltaicos e testado com um protótipo de 50 W. Entretanto, ainda não há uma solução consolidada no que diz respeito a inversores de único estágio para aplicações em baixas potências.

Dessa forma, para aplicações que compreendem a faixa até 200 W, a literatura tende para as soluções no DCM, similares ao *Flyback*. A literatura também mostra uma tendência de que, para potências maiores de 1 kW, as soluções de dois estágios parecem ser mais adequadas e consolidadas [17]–[19]. Entretanto, há uma lacuna existente entre essas soluções, em que ainda não há um consenso sobre o modo de operação e o tipo de topologia a ser empregada. Assim, este trabalho contribui com o estudo de inversores do tipo *Forward* de único estágio, operando no modo de condução contínuo (CCM, do inglês *Continuous Conduction Mode*) que pode ser uma opção atraente para as fontes renováveis nesta faixa de potência [20]. As topologias foram brevemente citadas em [20], por intermédio de um estudo teórico. Neste trabalho

são apresentadas a verificação experimental e a análise das topologias.

## II. ESTRUTURAS PROPOSTAS

Esta seção apresenta as topologias propostas e desenvolve a análise de uma delas.

### A. Topologias Propostas

As duas topologias propostas de inversores tipo *Forward* são apresentadas na Figura 1, sendo uma denominada de inversor *Forward* a um interruptor (Figura 1(a)) e a outra de inversor *Forward* a dois interruptores (Figura 1(b)). Elas foram concebidas para a conexão com a rede elétrica, uma vez que não processam potência reativa, tendo em vista as fragilidades da solução *Flyback*, abordada em [9] e, tendo como referência estruturas de dois estágios que utilizam o conversor *Forward* como conversor cc-cc [19].

O lado primário das topologias propostas pode ser implementado de duas maneiras. Uma é composta pela estrutura *Forward* tradicional, que utiliza um interruptor modulado em alta frequência e a técnica de desmagnetização do núcleo é feita por intermédio de um enrolamento terciário (Figura 1(a)). A segunda consiste em uma configuração em ponte, o qual emprega dois interruptores modulados em alta frequência e dois diodos (Figura 1(b)). Nesse caso, a desmagnetização do núcleo ocorre através dos diodos e, se  $N_{prim} = N_{terc}$ , a tensão máxima de bloqueio dos interruptores do primário é grampeada na tensão de entrada.

Do lado secundário do transformador, ambas as topologias podem ser vistas como a associação de dois conversores *Forward* espelhados, sendo que, um opera no ciclo positivo e o outro no ciclo negativo da rede elétrica. Essa operação complementar é garantida por meio de dois interruptores que comutam na frequência da rede elétrica  $S_2$  e  $S_3$  (Figura 1). Durante o semi-ciclo positivo da rede elétrica  $S_2$  conduz, o que habilita o secundário 1, enquanto  $S_3$  se encontra bloqueado e desabilita o secundário 2. Para o semiciclo negativo, é válida a operação complementar.

No ponto de conexão com a rede (pontos A e B indicados na Figura 1(a)) deve-se incluir um filtro. Neste momento, por simplicidade, é considerado um filtro do tipo L (maiores detalhes sobre o projeto do filtro serão abordados na seção III).

A aplicação dos inversores propostos é em fontes renováveis de energia, e.g. fotovoltaico ou aerogeradores de pequeno porte. Por este motivo, a fonte de entrada está representada por uma fonte de corrente, em paralelo com o capacitor de desacoplamento ( $C_{in}$ ).

### B. Estados Topológicos

Os inversores *Forward* propostos, operando em CCM, possuem seis estados topológicos, três deles aplicáveis para cada semiciclo da rede elétrica. A análise aqui apresentada considera os três primeiros estados como sendo do semiciclo positivo da tensão da rede e os três subsequentes do semiciclo negativo.

A topologia inversor *Forward* a um interruptor, ilustrada na Figura 1(a), será utilizada para apresentar os estados topológicos e as principais formas de onda. Entretanto, a análise pode ser estendida para a estrutura ilustrada na

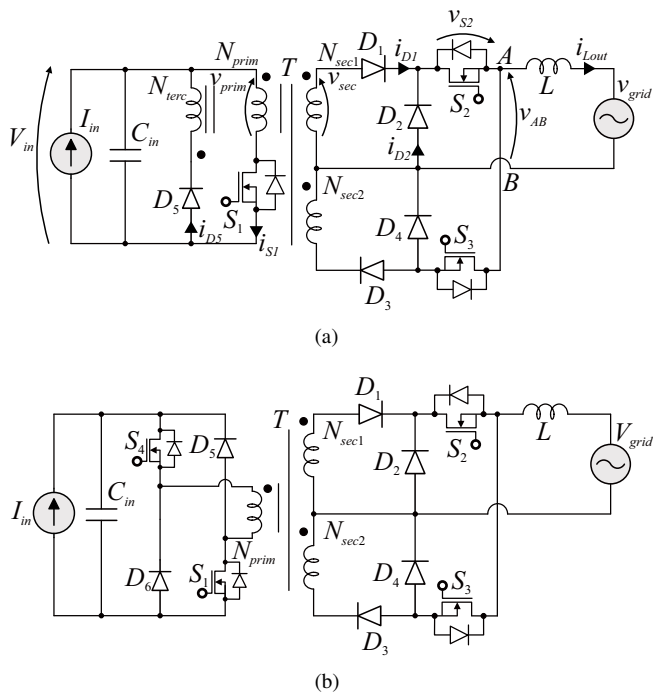


Fig. 1. Topologias propostas de inversores conectados à rede elétrica: (a) Inversor *Forward* a um interruptor; (b) inversor *Forward* a dois interruptores.

Figura 1(b), tendo em vista que a única diferença consiste na técnica de desmagnetização adotada. Os circuitos equivalentes de cada estado estão ilustrados na Figura 2.

Os seis estados topológicos são descritos a seguir, sendo os três primeiros válidos para o semiciclo positivo da rede elétrica e consideram o interruptor  $S_2$  acionado e  $S_3$  bloqueado. Já os outros três são para o semiciclo negativo e consideram o interruptor  $S_3$  acionado e  $S_2$  bloqueado. Vale destacar que a descrição das etapas desconsidera a dispersão do transformador.

- Estado 1 [ $t_o - t_c$ ]: tem início quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e, neste instante, a tensão de entrada  $V_{in}$  é aplicada ao enrolamento primário. Assim, a corrente de magnetização do transformador começa a crescer com derivada constante, enquanto nos enrolamentos secundários tensões proporcionais são induzidas. Com base nas polaridades dos enrolamentos secundários, o diodo  $D_1$  é diretamente polarizado e conduz a corrente injetada na rede, enquanto  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  e  $D_5$  estão reversamente polarizados. Durante este intervalo, a corrente do indutor de filtro cresce com derivada constante e o final deste estado acontece quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.
- Estado 2 [ $t_c - t_{off}$ ]: o estado de desmagnetização e roda-livre tem início quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear, o que polariza os diodos  $D_5$  e  $D_2$  diretamente e bloqueia o diodo  $D_1$ . Durante este intervalo, a relação  $n_1 i_M$  ampere-espiras, armazenados no indutor magnetizante do transformador, que está presente no enrolamento primário, é transferida para o enrolamento terciário, por intermédio da relação  $i_M n_{prim} / n_{sec}$ . Assim, a corrente de desmagnetização circula pelo diodo  $D_5$ ,

pelo terciário e pela fonte de entrada. A corrente fornecida para a fonte de saída circula pelo diodo de roda-livre  $D_2$ , e, como a tensão sobre o indutor de filtro é negativa, a corrente decresce.

- Estado 3 [ $t_{off} - T_s$ ]: tem início quando a corrente de magnetização se anula. Neste instante, o diodo  $D_5$  se polariza inversamente e nenhuma tensão é induzida nos enrolamentos do transformador. Como o conversor está operando em MCC, a corrente da fonte de saída continua circulando pelo diodo  $D_2$ . Dessa forma, o estado de roda-livre, que iniciou no segundo estado topológico, continua neste período.
- Estado 4 [ $\pi + t_o - \pi + t_c$ ]: o quarto estado topológico tem início quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir durante o semiciclo negativo da tensão da rede. A operação do lado primário é idêntica ao estado 1. Já no lado secundário, a corrente injetada na rede circula pelo secundário 2, pois o diodo  $D_3$  está polarizado diretamente e o interruptor  $S_3$  está conduzindo. Os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_5$  estão inversamente polarizados.
- Estado 5 [ $\pi + t_c - \pi + t_{off}$ ]: tem início quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear. A operação do primário é idêntica ao estado 2. No semiciclo negativo da rede, a corrente da fonte de saída circula pelo diodo de roda-livre  $D_4$ .
- Estado 6 [ $\pi + t_{off} - \pi + T_s$ ]: tem início quando a etapa de magnetização termina. No secundário, a etapa de roda-livre do diodo  $D_4$  é mantida, por onde circula a corrente fornecida à rede elétrica.

As principais formas de onda do inversor *Forward* a um interruptor estão ilustradas na Figura 3, onde  $V_{GS1}(t)$  representa a tensão de gatilho do interruptor  $S_1$ ,  $v_L(t)$  representa a tensão sobre o indutor de saída,  $v_S(t)$  representa a tensão sobre o interruptor  $S_1$ ,  $v_{AB}(t)$  representa a tensão sobre os pontos A e B e  $v_{prim}(t)$ ,  $v_{sec}(t)$  e  $v_{terc}(t)$  referem-se às tensões nos enrolamentos primário, secundário e terciário respectivamente, durante um período de comutação ( $T_s$ ) e considerando o semiciclo positivo da tensão da rede.

As principais formas de onda de corrente estão apresentadas na Figura 4, onde  $i_{Lm}(t)$  representa a corrente do indutor magnetizante,  $i_L(t)$  representa a corrente do indutor de saída,  $i_S(t)$  a corrente do interruptor  $S_1$ ,  $i_{D1}(t)$ ,  $i_{D2}(t)$  e  $i_{D5}(t)$  as correntes nos diodos.

O intervalo de tempo  $t_c$  refere-se ao tempo de condução do interruptor  $S_1$ ,  $t_{off}$  refere-se ao tempo em que a corrente magnetizante se anula e  $T_s$  representa o período de comutação.

### III. ANÁLISE MATEMÁTICA

A análise matemática será desenvolvida com base nas etapas de operação e nas formas de onda, ilustradas nas Figuras 2, 3 e 4.

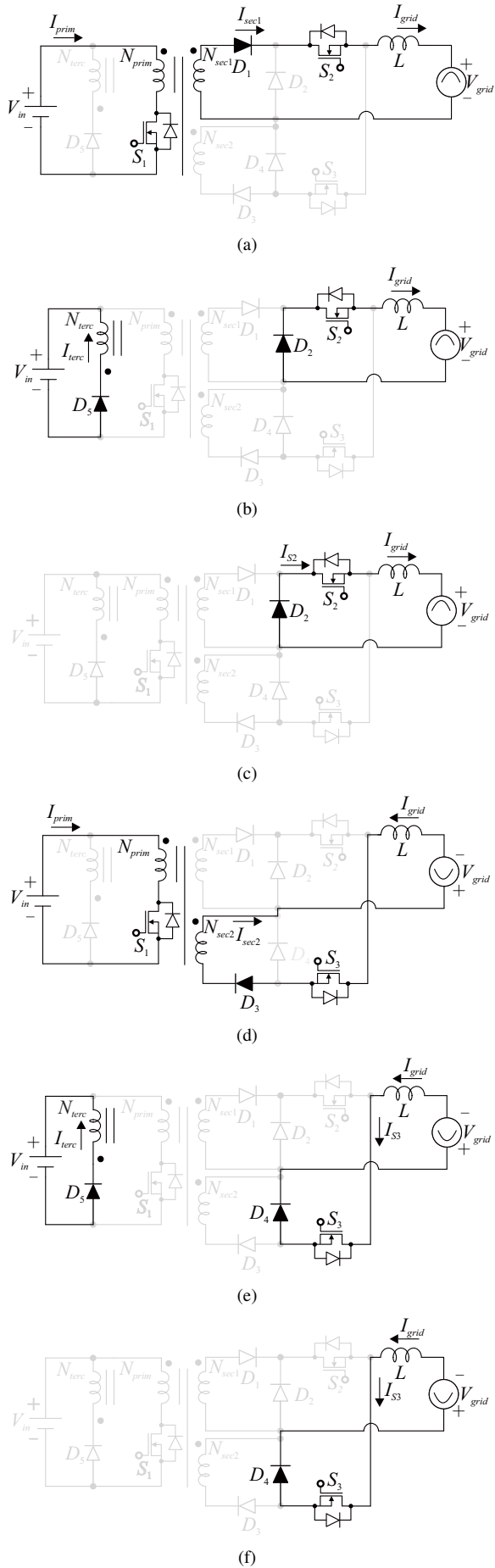


Fig. 2. Estados topológicos: (a) 1º Estado ( $t_0 - t_c$ ); (b) 2º Estado ( $t_c - t_{off}$ ); (c) 3º Estado ( $t_{off} - T_s$ ); (d) 4º Estado ( $\pi + t_o - \pi + t_c$ ); (e) 5º Estado ( $\pi + t_c - \pi + t_{off}$ ); (f) 6º Estado ( $\pi + t_{off} - \pi + T_s$ ).

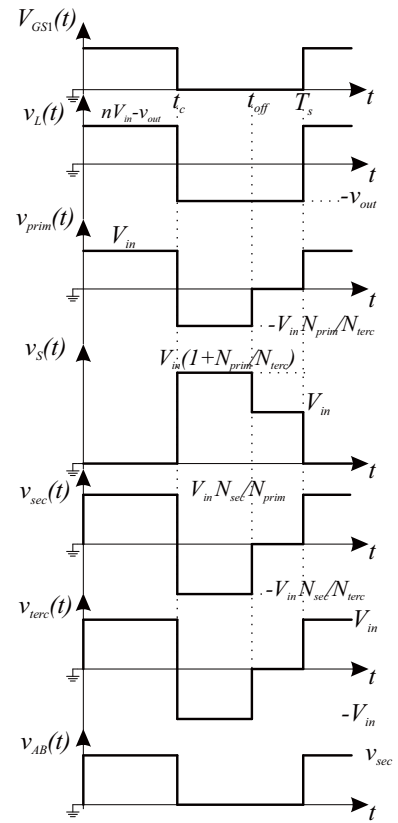


Fig. 3. Principais formas de onda de tensão em alta frequência dos inversores.

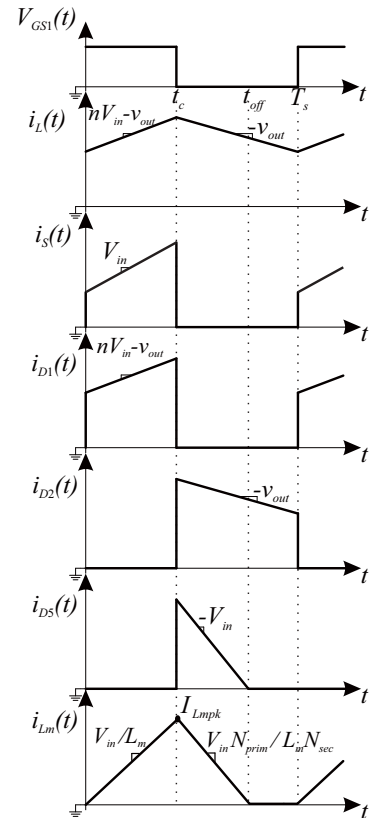


Fig. 4. Principais formas de onda de corrente em alta frequência dos inversores.

Os valores assumidos pela corrente do indutor, durante os estados topológicos, estão apresentados em:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{grid}}{L_{out}} t + I_o \rightarrow \{t_0 \leq t \leq t_c\} \quad (1)$$

$$i_L(t) = I_{Lpk} - \frac{V_{grid}}{L_{out}} t \rightarrow \{t_c \leq t \leq t_{off}\} \quad (2)$$

$$i_L(t) = I_{L(t_{off})} - \frac{V_{grid}}{L_{out}} t \rightarrow \{t_{off} \leq t \leq T_s\} \quad (3)$$

onde a corrente de pico do indutor de filtro  $I_{Lpk}$  pode ser definida como:

$$I_{Lpk} = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{grid}}{L} DT_s \quad (4)$$

e a razão cíclica  $D$  é definida como:

$$D = \frac{t_c}{T_s}. \quad (5)$$

#### A. Ganho Estático

Com base na corrente média no indutor de filtro, é possível obter o ganho estático das estruturas propostas, conforme:

$$\langle V_L \rangle = d \left( V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} - v_{grid} \right) - v_{grid} (1-d) \quad (6)$$

$$\frac{V_{grid}}{V_{in}} = d V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \quad (7)$$

onde  $d$  corresponde à variação senoidal da razão cíclica, representada em (5).

Com base em (7), é possível derivar uma expressão que representa o comportamento da razão cíclica:

$$d(\omega t) = \frac{\alpha}{n} \text{sen}(\omega t) \quad (8)$$

onde as constantes  $\alpha$  e  $n$  podem ser definidas conforme:

$$\alpha = \frac{V_{gridpk}}{V_{in}} \quad (9)$$

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{prim}}. \quad (10)$$

A equação (8) pode ser representada graficamente conforme ilustrado na Figura 5.

#### B. Projeto do Filtro de Saída

O filtro de terceira ordem LCL com amortecimento passivo, ilustrado na Figura 6, foi definido como a configuração de filtro mais apropriada para a aplicação. Essa escolha pode ser fundamentada uma vez que ele fornece melhor desacoplamento entre o filtro e a impedância da rede, com menor ondulação de corrente do lado da rede e menor dependência com os parâmetros da rede [21], [22]. Além

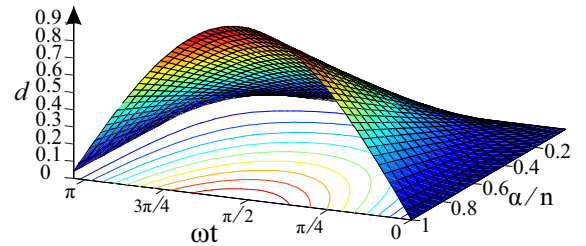


Fig. 5. Variação da razão cíclica dos inversores propostos.

disso, o filtro de terceira ordem provém atenuação de 60 dB/dec ao longo do espectro de frequência acima da ressonância e propicia saída indutiva no ponto de conexão com a rede elétrica, o que previne correntes de *inrush* [21].

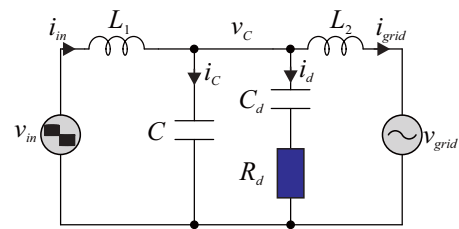


Fig. 6. Configuração de filtro escolhida para a aplicação.

O projeto dos indutores de filtro foi feito com base em [22] e [23]. Nesse caso, a determinação da indutância é definida com base na máxima ondulação de corrente admitida na frequência de comutação.

Por intermédio da substituição de (8) em (4), é possível derivar uma expressão para definir o pico de corrente no indutor de saída, como mostrado em:

$$\Delta i_L = i_L(DT_s) \quad (11)$$

$$= \left( \frac{V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} - v_{grid}(\omega t)}{L} \right) d(\omega t) T_s \quad (12)$$

$$= \left( \frac{V_{in} n - V_{gridpk} \text{sen}(\omega t)}{L} \right) \frac{\alpha}{n} \text{sen}(\omega t) T_s. \quad (13)$$

A equação (13) pode ser representada graficamente como ilustrado na Figura 7.

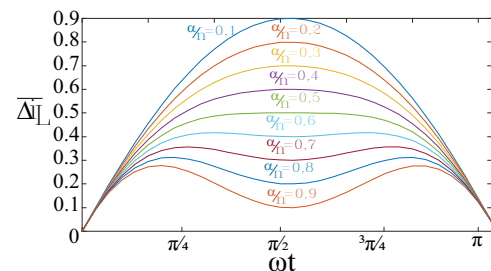


Fig. 7. Variação da máxima ondulação de corrente admitida no indutor.

Assim, uma expressão para definir a indutância do indutor de filtro, com base na máxima ondulação de corrente permitida, pode ser obtida isolando  $L$  em (13), conforme:

$$L = \frac{V_{gridpk}}{f_s \Delta i_{Lmax}} \text{sen}(\omega t) \left[ 1 - \frac{\alpha}{n} \text{sen}(\omega t) \right] \quad (14)$$

e o resultado pode ser simplificado para seu valor máximo ( $\text{sen}(\omega t) = 1$ ), resultando em:

$$L = \frac{V_{gridpk}}{f_s \Delta i_{Lmax}} \left[ 1 - \frac{\alpha}{n} \right]. \quad (15)$$

Segundo [22], escolhendo-se ambos os indutores iguais se otimiza o valor de capacitância requerido para o filtro, sendo assim:

$$L_1 = \alpha_L L_2 \quad (16)$$

$$\alpha_L = 1. \quad (17)$$

Segundo [24],  $L_1$  deve sempre ser maior ou igual a  $L_2$  por razões de estabilidade.

O capacitor de filtro é calculado com base na máxima taxa de circulação de reativos permitido, considerando como boa prática de projeto valores inferiores a 5% [25].

Quanto maior o valor da capacitância escolhida, maior será a circulação de reativos pelo capacitor e, assim, mais corrente será demandada do indutor de filtro, o que resultará em uma indutância maior. Isso então, geraria um aumento na queda de tensão do filtro e, consequentemente, a diminuição da eficiência do inversor [23].

Baseado nisso, a capacitância pode ser determinada por meio de:

$$C = \frac{Q_{max}}{\omega_{grid} V_{gridrms}^2} \quad (18)$$

onde  $Q_{max}$  representa a potência máxima reativa admissível,  $\omega_{grid}$  a frequência angular da rede elétrica e  $V_{gridrms}$  o valor eficaz da tensão da rede.

De modo a equilibrar o fator de qualidade do filtro e as perdas nele, optou-se por definir a relação entre os capacitores de filtro como sendo unitária  $\alpha_C = C_d/C = 1$  [22].

Para supressão da ressonância do filtro, propõe-se a aplicação de uma técnica de amortecimento, que pode ser classificada como ativa ou passiva. Neste caso, devido a simplicidade e baixo custo uma técnica passiva foi escolhida, baseada na metodologia proposta em [26]. Dessa forma, o resistor de amortecimento pode ser definido como:

$$\frac{\sqrt{\alpha_C + 1}}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_p}{C}} \leq R_{d(LCL)} \leq \frac{\alpha_C + 1}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_p}{C}} \quad (19)$$

onde  $L_p$  é definido por:

$$L_p = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (20)$$

e  $\alpha_C = C_d/C$ .

As especificações do filtro definido para os conversores está resumida na Tabela I.

**TABELA I**  
**Características dos Filtros de Saída**

Indutâncias $L_1$ e $L_2$	0,85 mH
Capacitores $C$ e $C_d$	$0,82\mu F \pm 10\%$
Resistor $R_d$	60

### C. Projeto do Filtro de Entrada

Em sistemas de geração renovável monofásicos, a potência injetada na rede elétrica é variante no tempo, enquanto a potência extraída da fonte geradora deve ser constante, de modo a maximizar a geração de energia. Consequentemente, uma técnica de desacoplamento entre a potência instantânea de entrada e a potência alternada instantânea de saída deve ser aplicada nestes casos.

Dessa forma, elementos armazenadores de energia devem ser posicionados entre a entrada e a saída de modo a balancear (desacoplar o desbalanceamento) a diferença entre as potências instantâneas de entrada e de saída. Usualmente, capacitores eletrolíticos são utilizados como elementos de desacoplamento, devido às suas elevadas capacitâncias [27].

Há vários estudos na literatura que objetivam a troca do capacitor eletrolítico por outras tecnologias, ou a melhora de suas características, com o intuito de superar suas desvantagens de baixa vida útil, principalmente quando opera em elevadas temperaturas [28]–[32].

Entretanto, sendo o foco deste trabalho a análise dos inversores, optou-se pela solução clássica do uso de capacitores eletrolíticos no estágio de desacoplamento de entrada. Assim, considerando  $p_{inv}$  a potência de entrada do inversor,  $v_{in}$  a tensão de entrada e  $i_{inv}$  a corrente de entrada do inversor, é possível definir:

$$p_{inv}(t) = v_{in} \left( i_{inv} + C_{in} \frac{\delta v_{in}}{\delta t} \right). \quad (21)$$

Observando (21), é possível concluir que ela consiste em uma equação diferencial ordinária com coeficientes variáveis, sendo, então, não-linear. Linearizando-a em torno de um ponto de operação e perturbando as variáveis em (21), é possível derivar a capacitância de filtro como representado em:

$$C_{in} = \frac{P_{in} \sqrt{1 - 4\Delta V_{in\%}}}{2\omega_{grid} V_{in}^2 \Delta V_{in\%}} \quad (22)$$

onde  $P_{in}$  representa a potência de entrada,  $\omega_{grid}$  representa a frequência angular da rede e  $\Delta V_{in\%}$  representa a máxima ondulação da tensão de entrada admitida em %.

## IV. PROJETO DO CONTROLE

A estrutura de controle proposta está ilustrada na Figura 8, em que  $V_{inref}$  representa a tensão de entrada de referência, que pode ser obtida do resultado de uma técnica de MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) escolhida para uma fonte renovável de energia.

Neste caso, a malha de controle foi implementada digitalmente no DSP F28069M e os resultados apresentados consideram esta premissa. A técnica adotada para geração da referência de corrente em sincronismo com a rede elétrica

(PLL, do inglês *Phase-Locked Loop*) se baseou em [33].

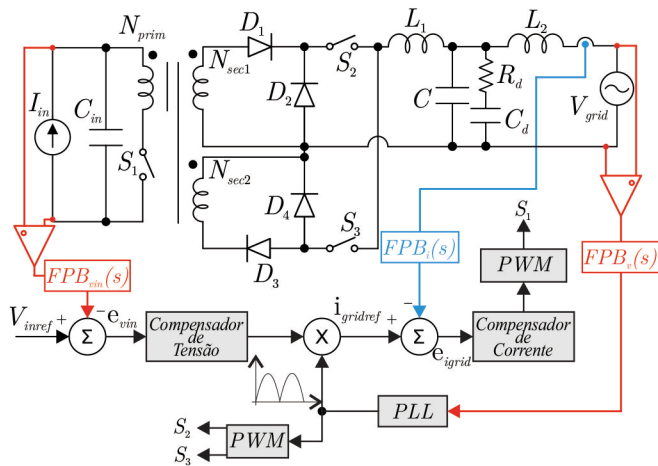


Fig. 8. Esquema de controle proposto aos conversores.

Com o objetivo de projetar o controlador adequadamente, faz-se necessário obter um modelo matemático capaz de se aproximar ao comportamento real do conversor mediante perturbações. A técnica de modelagem adotada para esse caso é conhecida por modelo médio de pequenos sinais e a função de transferência obtida está representada em:

$$\frac{\hat{i}_{grid}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{nV_{in}(1 + C_d R_d s)}{a + b} \quad (23)$$

$$a = CC_d L_1 L_2 R_d s^4 + (CL_1 L_2 + C_d L_1 L_2) s^3$$

$$b = (C_d R_d L_1 + C_d R_d L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s.$$

A estrutura de compensação adotada para o controle de corrente foi um compensador proporcional-integral:

$$C_i(s) = k_{ci} \frac{(s + \omega_{zi})}{s} \quad (24)$$

projetado empregando-se o método de resposta em frequência. Assim, a determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase  $M_\phi = 20^\circ$  e a frequência de cruzamento em  $f_c = 2,5$  kHz ( $\omega_c = 15,71$  krad/s).

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As especificações levadas em consideração para o dimensionamento dos inversores propostos estão resumidas na Tabela II. Destas foram escolhidos os componentes descritos na Tabela III e, em seguida, os protótipos (Figura 9) foram construídos de modo a validar o funcionamento das estruturas.

Os transformadores de alta frequência utilizados para as topologias propostas apresentavam um ganho de 5, com 5 espiras no enrolamento primário, 5 no terciário e 25 nos secundários.

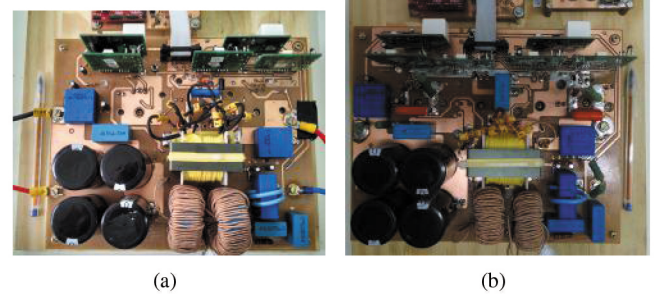


Fig. 9. Protótipos dos inversores propostos: (a) inversor *Forward* a um interruptor; (b) inversor *Forward* a dois interruptores.

**TABELA II**  
**Especificações para Dimensionamento dos Inversores Propostos**

Tensão de Entrada	$V_{in} = 85$ V
Tensão Eficaz da Rede	$V_{gridrms} = 110$ V
Potência <i>Forward</i> 1 Interruptor	$P_{outinverc} = 300$ W
Potência <i>Forward</i> 2 Interruptores	$P_{outinvduplo} = 500$ W
Frequência de Comutação	$f_s = 100$ kHz
Frequência da Rede	$f_{grid} = 60$ Hz
Máxima ondulação de corrente	$\Delta I_L\% = 50$
Máxima ondulação da tensão	$\Delta V_{in}\% = 5$
Máxima circulação de reativos	$Q_{max}\% = 5$

Os resultados experimentais, em carga nominal, se encontram ilustrados nas Figuras 10 e 11. Nelas se observam as formas de onda da tensão e da corrente, de entrada (barramento cc) e de saída (rede elétrica) do inversor *Forward* com enrolamento terciário (Figura 10) e do inversor *Forward* a dois interruptores (Figura 11).

**TABELA III**  
**Componentes Utilizados nos Protótipos**

Componentes	<i>Forward</i> 1 int.	<i>Forward</i> 2 int.
$S_1$ e $S_4$	FQA62N25C	IXFK230N20T
$S_2$ e $S_3$	AOK20B135D1	AOK20B135D1
$D_1, D_2, D_3$ e $D_4$	CSD05120	CSD05120
Núcleos $L_1$ e $L_2$	0088439A7	0088439A7
Fio $L_1$ e $L_2$	32    32 AWG	32    32 AWG
$C$ e $C_d$	495-4210-ND	495-4361-ND
Núcleo Transformador	E-55/28/21	E-55/28/21
$C_{in}$ *	B41505-A9338	B41505-A9338

Para o inversor *Forward* a 1 interruptor, em carga nominal, a corrente injetada na rede elétrica apresentou uma distorção harmônica total de 3,5%, resultando em um fator de potência de 0,985. A defasagem medida entre tensão e corrente da rede elétrica foi de  $9,70^\circ$  e o rendimento obtido foi de 87,1%.

Complementarmente, para o inversor *Forward* a 2 interruptores, a distorção harmônica total de corrente foi de 3,39%, com um fator de potência de 0,989. A defasagem medida entre tensão e corrente da rede elétrica foi de  $8,28^\circ$  e o rendimento obtido foi de 84,8%.

O rendimento injetando corrente na rede de 10% até a potência nominal, para os inversores a 1 e a 2 interruptores encontram-se ilustrados nas Figuras 12(a) e

\* Para o capacitor do filtro de entrada foram utilizados dois capacitores em série em paralelo com outros dois capacitores em série.

(b), respectivamente. Os pontos de máximo rendimento ficaram próximos em ambos os protótipos, sendo 87,1% na estrutura a 1 interruptor e 86,5% na estrutura a 2 interruptores. O rendimento do conversor é limitado pelas perdas no transformador, conforme discutido na análise de perdas e ilustrado na Figura 13. Os valores obtidos são adequados para um inversor de único estágio, elevador, isolado, com circulação de componentes em alta e baixa frequência (típico de inversores monofásicos). É válido destacar que o rendimento de 84,8% equivaleria a um sistema de dois estágios com rendimento de 92% em cada conversor.

O formato das curvas de rendimento presentes na Figura 12 permite concluir que o inversor *Forward* a 2 interruptores está com os componentes mais adequados para a potência de aplicação, em comparação com o conversor com terciário (esta foi projetada com componentes iguais aos da topologia com 2 interruptores, de maior potência). Isto explica o fato de, na curva do conversor anterior, o rendimento ainda estar crescendo em carga nominal.

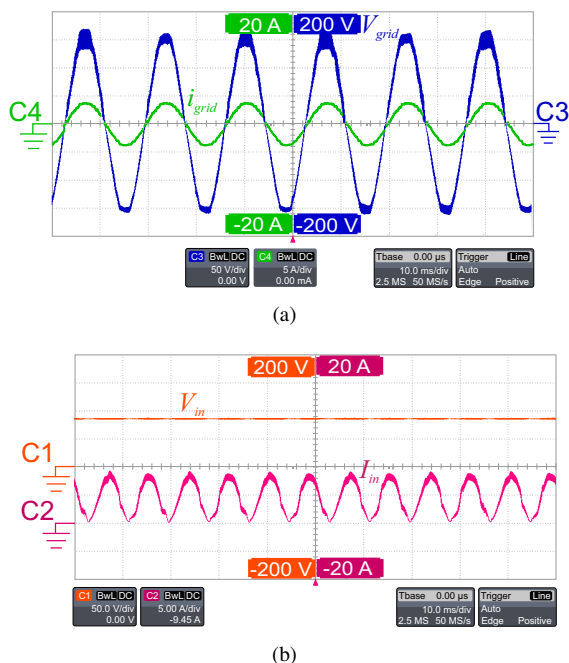


Fig. 10. Tensão e corrente do inversor *Forward* a 1 interruptor: (a) de saída; (b) de entrada.

O fator de potência para corrente injetada de 10% até a potência nominal, para os inversores a 1 e a 2 interruptores encontram-se ilustrados nas Figuras 14 (a) e (b), respectivamente. Como é possível observar, o fator de potência varia de 0,895 a 0,985 para o conversor a 1 interruptor e de 0,933 a 0,989 para a estrutura a 2 interruptores.

A Figura 13 ilustra um detalhamento das perdas teóricas de ambas as topologias e como é possível observar para ambos os casos o transformador é responsável por um grande percentual das perdas, seguido do(s) interruptor(es) (MOSFET) do enrolamento primário (perdas de comutação e condução devido às elevadas correntes).

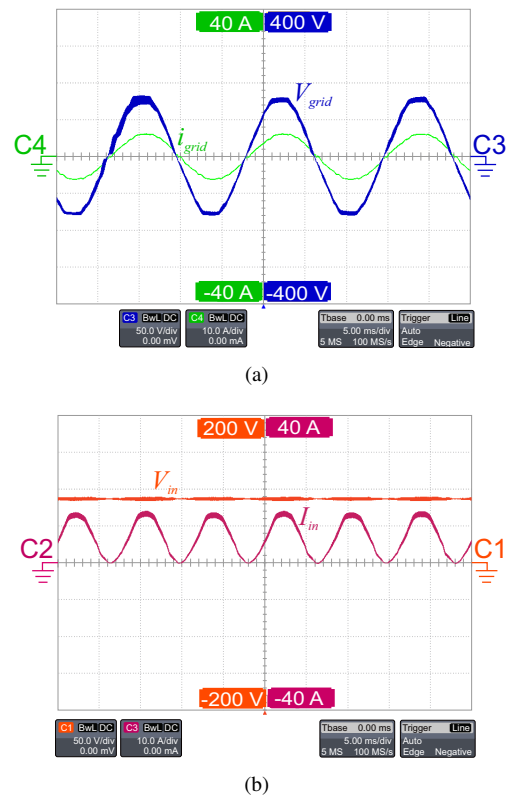


Fig. 11. Tensão e corrente do inversor *Forward* a 2 interruptores: (a) de saída; (b) de entrada.

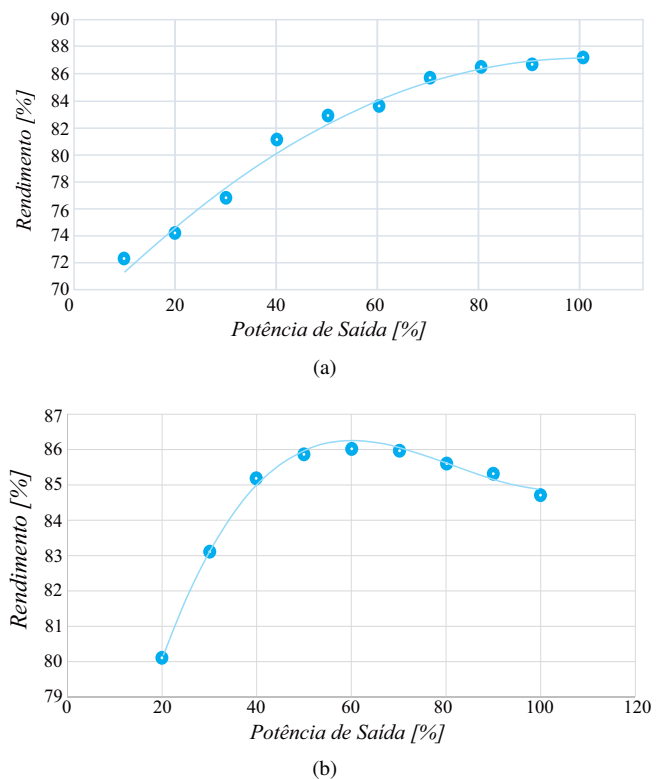


Fig. 12. Rendimento experimental para degraus de corrente injetada: (a) inversor *Forward* a 1 interruptor; (b) inversor *Forward* a 2 interruptores.



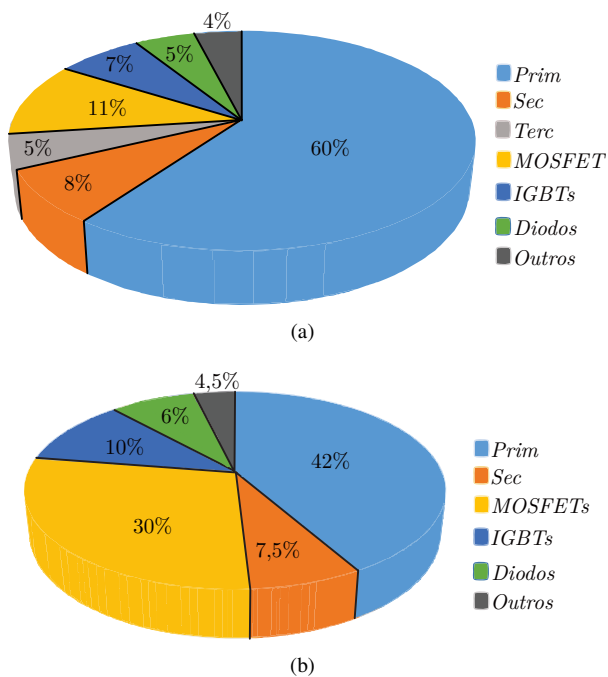


Fig. 13. Distribuição das perdas teóricas: (a) inversor *Forward* a 1 interruptor; (b) inversor *Forward* a 2 interruptores.

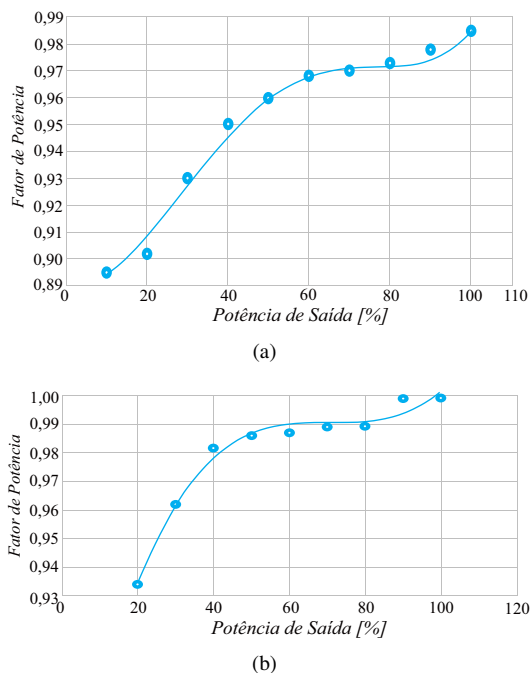


Fig. 14. Fator de potência experimental para degraus de corrente injetada: (a) inversor *Forward* a 1 interruptor; (b) inversor *Forward* a 2 interruptores.

A circulação de componentes de corrente em baixa frequência (120 Hz) e alta frequência (100 kHz), traz um desafio no projeto dos magnéticos. O transformador é projetado para baixa e alta frequência, conseqüentemente, sua otimização não é trivial e ele apresenta maiores perdas. Associado a isto, por ser uma estrutura elevadora e do tipo *Forward* (razão cíclica limitada em 0,5), as correntes eficazes no lado primário são mais elevadas, o que provoca

maiores perdas de condução tanto nos interruptores quanto no enrolamento do transformador, no lado primário. Além disso, os IGBTs dos secundários também são responsáveis por um percentual significativo das perdas, correspondendo essencialmente à perdas em condução. O item descrito como "Outros", na Figura 13, corresponde a outras fontes de perdas não segmentadas como os filtros de entrada e de saída.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo propôs, analisou e desenvolveu duas novas topologias de inversores tipo *Forward*. As topologias foram concebidas a partir do conceito de um conversor isolado com entrada em tensão e saída em corrente. Essas características tornam as topologias atraentes para aplicações em sistemas renováveis de energia, de baixa potência, conectados à rede elétrica. Os sistemas propostos são de único estágio e operam no modo de condução contínuo.

O filtro LCL com amortecimento passivo, foi efetivo na filtragem do conteúdo harmônico de alta frequência vindo da comutação do conversor. A técnica de amortecimento adotada também foi efetiva para o amortecimento das ressonâncias, sem comprometer a eficiência do conversor.

As topologias propostas apresentam isolamento por meio de um transformador de alta frequência, o que representa inúmeras vantagens quando comparado a sistemas que utilizam transformadores de baixa frequência como peso, volume e custo. Além disso, a presença do transformador permite aplicar a estrutura em tensões de entrada menores, iguais ou maiores do que a tensão da rede.

A característica abaixadora do conversor *Forward* simplifica o sistema e o projeto do controle. As malhas de controle propostas operam em cascata, sendo a malha de corrente interna e rápida e a malha de tensão externa e lenta.

O controle de corrente garante os padrões mínimos de qualidade estabelecidos por norma para injeção de corrente na rede elétrica. O controle de tensão, atende a necessidade de controlar a tensão de entrada do inversor, ou seja, controlar o fluxo de potência do inversor e isto permite sua aplicação em fontes renováveis. A referência de tensão pode vir de um método de rastreamento do MPP.

Os resultados experimentais apresentados validam o princípio de operação, projeto e dimensionamento dos conversores, bem como a modelagem e a estratégia de controle adotadas.

As topologias propostas se apresentam como uma opção interessante para sistemas com potências entre 200 W e 800 W. Além disso, podem ser aplicadas em painéis fotovoltaicos, aerogeradores de pequeno porte, células combustíveis, etc, pois são isoladas e permitem o controle de maneira simples da corrente de saída e da tensão de entrada.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao CNPq pelo suporte financeiro ao projeto.

## REFERÊNCIAS

- [1] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, R. Burgos, D. Dong, "Intergrid: A Future Electronic Energy Network?",

- IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 127–138, Sep. 2013.
- [2] S. Zengin, M. Boztepe, “Evaluation of two-stage soft-switched flyback micro-inverter for photovoltaic applications”, in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 92–96, 2013.
- [3] C.-M. Lai, M.-J. Yang, W.-C. Liu, “Parallel-operated single-stage flyback-type single-phase solar micro-inverter”, in *International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, pp. 1–5, 2014.
- [4] Z. Zhang, M. Chen, W. Chen, Z. Qian, “Design and Analysis of the synchronization control method for BCM/DCM current-mode flyback micro-inverter”, in *28th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 68–75, 2013.
- [5] D. C. Martins, R. Demonti, “Photovoltaic energy processing for utility connected system”, in *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1292–1296, 2001.
- [6] D. S. Oliveira, L. C. Freitas, J. B. Vieira, V. J. Farias, “A current Controlled Inverter Using High Frequency Transformer”, in *5th Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 363–366, 1999.
- [7] S. Mohammad Noor, A. Omar, N. Mahzan, I. Ibrahim, “A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system”, in *Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, pp. 69–74, 2013.
- [8] G. Christidis, A. Nanakos, E. Tatakis, “Analysis of a Flyback Current Source inverter under hybrid DCM-BCM operation”, in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-Europe)*, pp. 1–10, 2015.
- [9] A. Kyritsis, E. Tatakis, N. Papanikolaou, “Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 281–293, Mar. 2008.
- [10] N. Kasa, T. Iida, A. Bhat, “Zero-Voltage Transition Flyback Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System”, in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2098–2103, 2005.
- [11] M. F. Melo, W. Vizzotto, A. L. Kirsten, M. A. Costa, J. Garcia, “Conversor Flyback Bidirecional Conectado à Rede Elétrica Aplicado a um Sistema de Microgeração Distribuída e Iluminação Pública”, *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 1, pp. 59–67, Feb. 2015.
- [12] Y. Li, R. Oruganti, “A low cost high efficiency inverter for photovoltaic AC module application”, in *35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 2853–2858, 2010.
- [13] J. Ruttanayukul, Y. Du, W. Xiao, M. Elmoursi, “Interleaved flyback micro-inverter with primary side current control for PV application”, in *Renewable Power Generation Conference (RPG)*, pp. 1–6, 2014.
- [14] Y. Xu, L. Li, “A novel forward-mode three-level inverter”, in *8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1480–1485, 2013.
- [15] L. Zhang, L. Feng, Y. Xing, X. Ma, “A single-stage forward inverter with high frequency isolation for grid-connected application”, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 4537–4542, 2009.
- [16] D. Meneses, O. García, P. Alou, J. A. Oliver, R. Prieto, J. A. Cobos, “Single-stage grid-connected forward microinverter with boundary mode control”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2475–2480, 2011.
- [17] S. Saha, V. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 143, no. 2, pp. 219–224, Mar. 1996.
- [18] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, H.-G. Kim, “Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG”, in *7th International Conference on Power Electronics (ICPE)*, pp. 483–487, 2007.
- [19] V. Cardoso, R. H. Eckstein, T. B. Lazzarin, “Um sistema para a conexão de aerogeradores de pequeno porte à rede elétrica.”, *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 3, pp. 234–243, Jul. 2016.
- [20] G. G. Facchinello, R. F. Coelho, T. B. Lazzarin, “Single-stage grid-connected forward inverter in continuous conduction mode”, in *12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1–8, 2016.
- [21] T. Hornik, *Power quality in microgrids*, Tese de Doutorado, The University of Liverpool, Liverpool, Reino Unido, 2010.
- [22] P. Channegowda, V. John, “Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4106–4114, Dec. 2010.
- [23] H. Cha, T. K. Vu, “Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter”, in *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1659–1665, 2010.
- [24] B. Bolsens, K. D. Brabandere, J. V. d. Keybus, J. Driesen, R. Belmans, “Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter”, in *35th Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 4616–4622, 2004.
- [25] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier”, in *IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, pp. 299–307, 2001.
- [26] W. Wu, Y. He, T. Tang, F. Blaabjerg, “A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4339–4350, Oct. 2013.
- [27] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen, “A Review of Power Decoupling Techniques for

Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013.

- [28] S. Harb, R. S. Balog, “Reliability of candidate photovoltaic module-integrated-inverter topologies”, in *27th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 898–903, 2012.
- [29] C.-Y. Liao, W.-H. Lin, K.-S. Chen, Y.-M. Chen, C.-Y. Chou, “Forward-type micro-inverter with current decoupling”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3277–3282, 2013.
- [30] C.-Y. Liao, Y.-M. Chen, W.-H. Lin, “Forward-type micro-inverter with power decoupling”, in *28th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2852–2857, 2013.
- [31] D. Li, Z. Zhang, B. Xu, M. Chen, Z. Qian, “A method of power decoupling for long life micro-inverter”, in *37th Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 802–807, 2011.
- [32] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. Shen, “A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013.
- [33] C. E. M. Gomes, *Controle digital de um condicionador indireto de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2007.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Gabriel Grunitzki Facchinello**, nascido em Xanxerê, SC em outubro de 1992. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista (2014) pela Universidade do Estado de Santa Catarina

(UDESC) e mestre (2017) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é pesquisador de hardware em acionamento de motores na Empresa Brasileira de Compressores - EMBRACO. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos, processamento eletrônico de energia eólica e solar fotovoltaica, microrredes, transformadores de estado sólido (SSTs), links magnéticos de alta frequência, inversores conectados à rede elétrica e acionamentos de máquinas elétricas. Gabriel Grunitzki Facchinello é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Roberto Francisco Coelho**, nascido em Florianópolis, em agosto de 1982. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes. Prof. Roberto é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da IEEE.

**Telles Brunelli Lazzarin**, nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC e pesquisador no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). A área de concentração do prof. Telles é em eletrônica de potência com ênfase em energias renováveis (principalmente eólica de pequeno porte), inversores de tensão e conversores estáticos a capacitor chaveado. Prof. Telles é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da IEEE.